

# Aplicação da Teoria de Fryze das Potências no Conversor Forward S-CPC Empregado em Sistemas Fotovoltaicos

Niwton Gabriel Feliciani dos Santos, Guilherme Vieira Hollweg,  
Mário Lúcio da Silva Martins, Hélio Leães Hey  
Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)  
Santa Maria, Rio Grande do Sul, Brasil  
niwtonfeliciani@gmail.com, mariolsm@gmail.com

Jonatan Rafael Rakoski Zientarski  
Instituto Federal Catarinense (IFC)  
Campus Videira  
Videira, Santa Catarina, Brasil  
jonatanrzz@gmail.com

**Resumo** — O presente trabalho propõe uma nova aplicação à Teoria de Fryze das Potências, utilizando-a como base para desenvolver um procedimento matemático que permite avaliar o processamento parcial de potência em conversores CC-CC conectados como reguladores série. Por meio desta análise, a obtenção dos valores de potência ativa e não-ativa dos dispositivos semicondutores e elementos armazenadores de energia permite definir se o conversor *forward* na configuração de regulador série processa menos potência do que uma célula de comutação em cascata com a fonte e a carga. Neste estudo, o regulador série é aplicado em um sistema de geração cuja fonte é composta por uma *string* de módulos fotovoltaicos a qual alimenta um barramento CC conectado a um inversor conectado à rede. Os resultados mostram que a configuração proposta realiza o processamento parcial de potência.

**Palavras-chave** — Conversor Forward, Regulação Série, Sistemas Fotovoltaicos, Teoria de Fryze das Potências.

## I. INTRODUÇÃO

Nos últimos anos, diversos estudos têm sido propostos com o intuito de melhorar o desempenho de sistemas de Geração Fotovoltaica (PV) [1]. Uma das abordagens que ganhou recente destaque entre os pesquisadores diz respeito ao Processamento Parcial de Potência (PPP, do inglês *Partial Power Processing*), cuja aplicação permite que somente uma fração da potência gerada pelos módulos fotovoltaicos seja processada pelo conversor utilizado no estágio CC-CC de regulação de tensão [2]. Com isto, a maior parcela da potência flui sem ser processada no conversor.

Um modo de realizar o PPP e que tem gerado resultados satisfatórios em sistemas PV é empregando um conversor CC-CC como um regulador série de tensão, Conversor de Potência Conectado em Série (S-CPC, do inglês *Series-Connected Power Converter*) [10]. De onde (Fig. 1)

$$v_{out}(t) = v_{in}(t) + v_C(t). \quad (1)$$

Como a derivada temporal da energia, em Joules ( $J$ ), é a potência média, em Watts ( $W$ ) [3], o conceito de processamento parcial de potência pode ser dividido em duas abordagens. A primeira se refere ao Processamento Parcial de Potência Ativa (PAPP, do inglês *Partial Active Power Processing*) definido em [2], enquanto que a segunda corresponde ao Processamento Parcial de Potência Não-Ativa (PNPP, do inglês *Partial Non-Active Power Processing*). Esta última se refere à potência não-ativa causada pelo processo de comutação dos dispositivos semicondutores [4] e pelo armazenamento de energia em

indutores e capacitores [3].

Essa separação das componentes de potência ativa e não-ativa é fundamental para que se possa afirmar que, embora a potência ativa processada seja menor em um conversor S-CPC, a regulação série de tensão não é um indicador suficiente para assegurar uma redução dos esforços e da dissipação de potência no conversor. Assim, este trabalho descreve a consagrada Teoria de Fryze das Potências definida em [5], utilizando-a como base para desenvolver um procedimento matemático que permite realizar a avaliação da potência processada no conversor *forward*.

## II. TEORIA DE FRYZE DAS POTÊNCIAS

A obtenção da potência não-ativa no domínio do tempo foi introduzida na década de 1930 por Stanisław Fryze, o qual definiu em sua teoria que esta potência é um dos resultados da decomposição da corrente elétrica instantânea através de um elemento de circuito. Neste caso, a corrente é dividida em duas componentes ortogonais, que são a corrente ativa  $i_a(t)$ , que é responsável pela Potência Ativa ( $P$ ), e a corrente não-ativa  $i_F(t)$ , que não produz potência útil [5].

A Fig. 2 (a) mostra essa teoria aplicada em um elemento qualquer de circuito [6], onde  $u(t)$  e  $i(t)$  representam a tensão e a corrente instantâneas aplicadas sobre o elemento em um período  $T_s$ . Logo, da LCK pode-se escrever que

$$i(t) \triangleq i_a(t) \oplus i_F(t), \quad (2)$$

onde  $\oplus$  denota uma soma de componentes mutuamente ortogonais. Esta abordagem pode ser aplicada em qualquer elemento de circuito com dois terminais, de forma mais geral, qualquer par de terminais onde  $u(t)$  é a tensão aplicada no par de terminais e  $i(t)$  é a corrente que flui para dentro do elemento [4]. Percebe-se, com isto, que a corrente ativa instantânea  $i_a(t)$  corresponde à parcela da Potência Aparente Instantânea ( $s_F$ ) que é dissipada no resistor equivalente  $R$  em um ciclo de operação [7], ou seja, à potência ativa gerada por  $u(t)$  e  $i(t)$ , sendo esta definida como

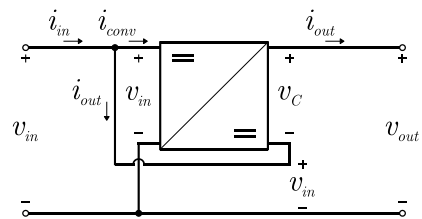


Fig. 1. Conversor CC-CC conectado como regulador série.

$$i_a(t) \triangleq \frac{\langle u(t), i(t) \rangle}{\|u(t)\|^2} u(t) = G u(t), \quad (3)$$

onde  $\|u(t)\|$  é a tensão eficaz de  $u(t)$ ,  $G$  é a condutância equivalente da parcela ativa do elemento genérico (i.e.,  $1/R$ ) e  $\langle u(t), i(t) \rangle$  é a potência ativa  $P$  definida em (9). Além disto, esta corrente também pode ser interpretada como a componente de  $i(t)$  que é diretamente proporcional e está em fase com a fonte de tensão  $u(t)$  [4], [7].

A corrente não-ativa  $i_F(t)$  refere-se à parcela remanescente da corrente instantânea  $i(t)$  que não passa por  $R$  e produz a Potência Não-Ativa ( $Q_F$ ) [4], vide a Fig. 2 (a).

$$i_F(t) \triangleq i(t) - i_a(t). \quad (4)$$

As correntes em (3) e (4) são mutuamente ortogonais,

$$\int_0^{T_s} i_F(t) i_a(t) dt = 0, \quad (5)$$

então seus valores eficazes guardam a seguinte relação:

$$\|i(t)\|^2 = \|i_a(t)\|^2 + \|i_F(t)\|^2. \quad (6)$$

Após a multiplicação individual de cada termo contido em (6) pela raiz quadrada da tensão eficaz  $\|u(t)\|$ , obtém-se

$$S_F^2 = P^2 + Q_F^2, \quad (7)$$

que é o valor da Potência Aparente ( $S_F$ ) do elemento [5], [6].

Assim, na decomposição proposta por Fryze as potências ativa e não-ativa podem ser escritas da seguinte forma:

$$P \triangleq \|u(t)\| \|i_a(t)\|, \quad Q_F \triangleq \|u(t)\| \|i_F(t)\|. \quad (8)$$

Segundo [4], a equação acima denota que a corrente ativa  $i_a(t)$  transfere a mesma energia por período que a corrente original  $i(t)$ , porém com um valor mínimo de corrente eficaz. Em [3] e [7], afirma-se que a potência ativa é

$$P = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} u(t) i(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} u(t) i_a(t) dt, \quad (9)$$

já que a potência média causada pela corrente não-ativa  $i_F(t)$  é zero. Portanto, a corrente  $i_F(t)$  nada mais é do que uma corrente imaginária, o que significa que ela é inútil [6]. Uma observação que corrobora com isto é o fato de que a corrente não-ativa também possui uma projeção ortogonal com relação à fonte de tensão  $u(t)$ , conforme aponta o plano  $u$ - $i$  ilustrado na Fig. 2 (b) [4]. Na literatura também é comum encontrar o nome em inglês "powerless current", i.e., "corrente sem potência" para a corrente não-ativa.

Se o elemento em análise em questão for um resistor, a corrente  $i_F(t)$  será nula e só haverá a circulação de potência ativa pelos terminais do dispositivo. Por outro lado, quando o circuito da Fig. 2 (a) for aplicado em um indutor ou capacitor

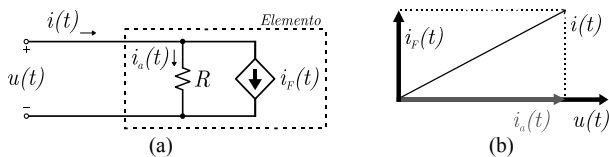


Fig. 2. Representação da decomposição da corrente instantânea nas componentes ativa e não-ativa. (a) Diagrama do circuito. (b) Plano  $u$ - $i$  no espaço bidimensional das componentes ortogonais de tensão e corrente.

ideal, a corrente  $i_a(t)$  será nula e só haverá potência não-ativa sendo consumida ou fornecida pelos mesmos. Isto é o mesmo que dizer que a condutância equivalente  $G$  é nula, pois a resistência  $R$  é infinita.

### III. CONVERSOR FORWARD S-CPC

A Fig. 3 demonstra a topologia do conversor *forward* operando como S-CPC. Neste circuito, percebe-se que além do indutor de filtro  $L$ , utiliza-se um transformador, o qual permite a transferência de energia dos terminais de entrada para a saída do conversor CC-CC sem armazená-la. Este equipamento realiza tal manipulação por meio da relação de espiras  $N = N_2/N_1$ , onde  $N_1$  é o número de espiras do enrolamento primário e  $N_2$  do enrolamento secundário.

Considera-se que o transformador apresenta uma indutância de magnetização  $L_M$  finita, que deve ser completamente desmagnetizada em cada período [8]. Isto pode ser feito com o auxílio de um enrolamento terciário do transformador, que juntamente com um diodo fornecem um caminho para a desmagnetização durante o intervalo  $DT_s \leq t < (D + \Delta_M)T_s$ , onde a variável  $\Delta_M$  é definida como

$$\Delta_M = D N_m, \quad \forall D \leq D_{m\acute{a}xima}. \quad (10)$$

Isso significa que a desmagnetização de  $L_M$  evita a operação na região de saturação da curva  $B$ - $H$ , porém impõe a seguinte restrição à razão cíclica do conversor *forward*:

$$D_{m\acute{a}xima} = (1 + N_m)^{-1}, \quad (11)$$

onde  $N_m$  é a relação de espiras de desmagnetização relacionada com o terciário ( $N_3$ ) expressa por  $N_m = N_3/N_1$ .

Constata-se que o uso de topologias originalmente isoladas na configuração S-CPC resulta na perda de sua isolamento [2], [10]. Além disto, bem como os demais elementos, o transformador contribui com o aumento da potência não-ativa gerada no interior do conversor *forward*.

Todavia, em [2] é mencionado que a relação de transformação  $N$  pode ser otimizada, desde que a mesma seja limitada em função do ganho estático de tensão desejado e da razão cíclica máxima calculada conforme (11).

A tensão média de saída do conversor *forward* é obtida empregando-se o princípio do balanço dos *volts-segundos* na tensão  $v_L(t)$  ilustrada na Fig. 4 (a) [8]. Assim, considerando que o indutor de filtro  $L$  opera no Modo de Condução Contínua (CCM, do inglês *Continuous Conduction Mode*) de corrente, esta tensão é expressa por

$$V_C = ND V_{in}, \quad (12)$$

já que a tensão média aplicada nos seus terminais de entrada é  $V_{in}$  proveniente da fonte. Portanto, o ganho estático de tensão do estágio CC-CC de conversão é

$$M = V_{out}/V_{in} = (V_C + V_{in})/V_{in} = 1 + ND. \quad (13)$$

A partir disso, a corrente média de entrada é dada por

$$I_{conv} = ND I_{in} / (1 + ND), \quad (14)$$

e a corrente média de saída do mesmo é  $I_{out}$ .

Substituindo (13) em (11), obtém-se

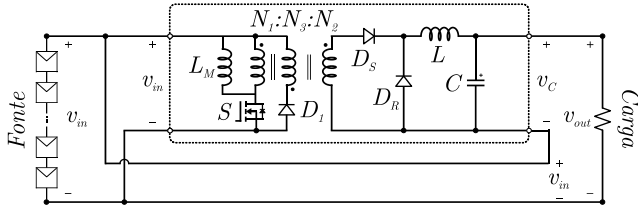


Fig. 3. Topologia do conversor *forward* S-CPC.

$$N_{\min} = (M-1)(1+N_m). \quad (15)$$

Para simplificar as análises, as formas de onda de tensão foram consideradas constantes em cada subintervalo do período. Ou seja, o *ripple* de tensão é desprezível. Assim,

$$P_{in} = V_{in} I_{in}, \quad P_{out} = V_{out} I_{out}. \quad (16)$$

Com relação à potência ativa de entrada e de saída do regulador série, da Fig. 3 pode-se verificar que

$$P_{conv} = V_{in} I_{conv}, \quad P_C = V_C I_{out}, \quad (17)$$

i.e., através de (1) e (17) percebe-se que a potência ativa aferida na saída do regulador série é proporcional à diferença entre a tensão de entrada e de saída do sistema. Desta maneira, o rendimento do conversor *forward* S-CPC e o rendimento global do estágio CC-CC são obtidos segundo

$$\eta_{forward} = \frac{P_C}{P_{conv}}, \quad \eta_{global} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = 1 - \left( \frac{1}{M} - 1 \right) \eta_{forward}. \quad (18)$$

Como a potência ativa fornecida pelo regulador série é menor do que a potência de saída do estágio CC-CC, e sabendo que todas as perdas se concentram nos elementos deste equipamento, o rendimento global pode ser maior do que o rendimento do conversor S-CPC [2]. Contudo, as perdas em condução e de chaveamento dependem também da potência não-ativa processada.

#### IV. POTÊNCIA PROCESSADA

É conhecido que em cada etapa de operação o regime de chaveamento modifica o funcionamento de um circuito elétrico e isto provoca a circulação de energia sem que esta seja necessariamente transferida da fonte de alimentação para a carga [2]. Por causa das condições não-senoidais, em conversores CC-CC a variação desta quantidade causa um fluxo de energia que deve ser chamado de potência não-ativa, de acordo com a definição atribuída à norma IEEE Std 1459™–2010 [9]. Além disto, em [9] é mencionado que esta parcela não resulta em potência útil, em qualquer frequência,

sendo também chamada de “potência fictícia”. Sua unidade de medida é o volt-ampère reativo (var).

Como, em geral, um conversor CC-CC é composto basicamente por elementos de filtro e armazenamento de energia (indutores e capacitores) e dispositivos semicondutores (diodos e transistores, por exemplo), além dos terminais de entrada e saída, a potência não-ativa se manifesta de maneira independente em cada par de terminais destes equipamentos.

##### A. Elementos Armazenadores de Energia

A Fig. 4 (a) apresenta as formas de onda ideais verificadas no indutor de filtro  $L$  em um período de chaveamento  $T_s$  e o resultado da decomposição da corrente  $i_L(t)$ . A Fig. 4 (b), por sua vez, ilustra as formas de onda correspondentes à indutância de magnetização  $L_M$  do transformador, enquanto a Fig. 4 (c) demonstra o comportamento idealizado da tensão e corrente elétrica do capacitor de filtro  $C$  alocado na saída do conversor *forward* em um período e também o resultado da decomposição de  $i_C(t)$  nas parcelas ativa e não-ativa. Em todas estas situações,  $t_0 = 0$  e  $t_1 = t(DT_s)$ .

Inicialmente, especifica-se que a função no domínio do tempo correspondente à Potência Instantânea ( $p$ ) é resultado direto da corrente instantânea, guardando a seguinte relação com a tensão instantânea [5]:

$$p(t) = u(t)i(t). \quad (19)$$

Assim, a potência ativa definida em (8) e posteriormente em (9) é obtida através da média da potência instantânea  $p(t)$  em um período de comutação  $T_s$ .

Então, apesar das potências instantâneas dos elementos armazenadores de energia serem diferentes de zero em cada subintervalo do período  $T_s$ , conforme se verifica mediante a aplicação de  $v_L(t)$  e  $i_L(t)$  em (19), é possível afirmar que suas potências ativas são idealmente nulas em um período completo de comutação, o que significa que os mesmos só processam potência não-ativa [2], [4]. Neste contexto, define-se que, em termos teóricos,

$$P_L = P_{LM} = P_C = 0. \quad (20)$$

Diante disso, aplicando a Teoria de Fryze das Potências na corrente instantânea que percorre o indutor  $L$ , obtém-se a corrente ativa  $i_{aL}(t)$  através de

$$i_{aL}(t) = \frac{P_L}{\|v_L(t)\|^2} v_L(t) = 0. \quad (21)$$

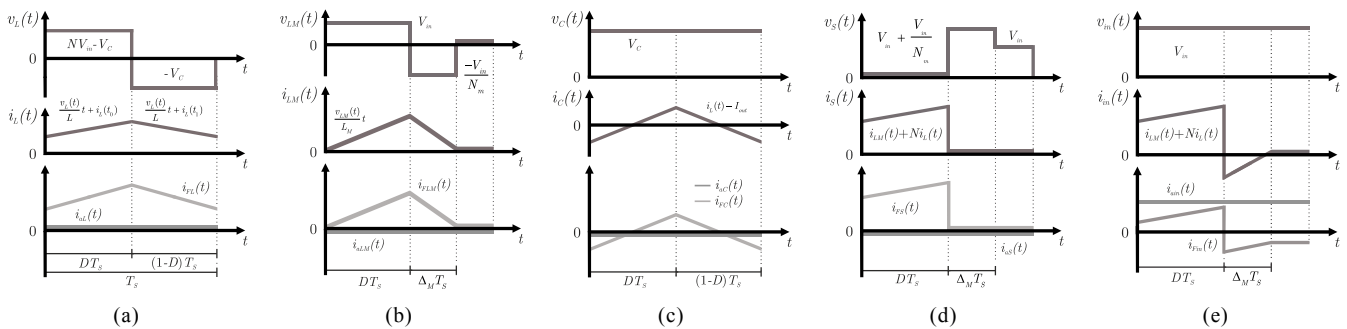


Fig. 4. Formas de onda referentes ao (a) indutor de filtro  $L$ , à (b) indutância de magnetização  $L_M$ , ao (c) capacitor de filtro  $C$ , à (d) chave semicondutora  $S$  e à (e) entrada do conversor *forward* em CCM.

Consequentemente, a corrente remanescente  $i_{FL}(t)$  é obtida através de (4) [5], resultando que

$$i_{FL}(t) = i_L(t) - i_{FL}(t) = i_L(t). \quad (22)$$

Após o cálculo da corrente eficaz  $\|i_{FL}(t)\|$ , a Potência Não-Ativa do Indutor  $L$  ( $Q_L$ ) em um período de chaveamento é obtida aplicando-se este valor e a tensão eficaz  $\|v_L(t)\|$  em (8) [5], resultando que

$$Q_L = V_{in} I_{in} \frac{ND(1-D)}{1+ND} \sqrt{\left(\frac{1}{D(1-D)} + \frac{1}{3} \frac{(1-D)}{DK^2}\right)}. \quad (23)$$

O mesmo procedimento é aplicado na indutância de magnetização  $L_M$  do transformador,

$$Q_{LM} = V_{in} I_{in} \frac{D}{(1+ND)NK_M} \sqrt{\frac{4}{3} \left(2 + N_m + \frac{1}{N_m}\right)}, \quad (24)$$

e no capacitor de filtro  $C$ ,

$$Q_C = V_{in} I_{in} \frac{ND(1-D)}{(1+ND)K\sqrt{3}}. \quad (25)$$

Nessas expressões, os coeficientes  $K$  e  $K_M$  foram adotados com base nas descrições expostas em [3] e correspondem à

$$K = \frac{2LI_{out}}{V_C T_S}, \quad K_M = \frac{2L_M I_{out}}{V_C T_S}. \quad (26)$$

Alguns trabalhos encontrados na literatura especializada utilizam a variação da quantidade de energia no indutor ( $\Delta E_L$ ) e no capacitor ( $\Delta E_C$ ) para calcular a potência não-ativa processada pelos elementos armazenadores de energia em um período de comutação. Em [2], por exemplo, os autores definem que a potência não-ativa total processada internamente em um conversor é calculada por

$$Q_{int} = \sum_{j=1}^{nL} \frac{2\Delta E_{Lj}}{T_S} + \sum_{k=1}^{nC} \frac{2\Delta E_{Ck}}{T_S}, \quad (27)$$

para  $nL$  indutores e  $nC$  capacitores. Porém, esta equação é uma aproximação, então apresenta erros demasiadamente grandes em determinados pontos de operação, além de desprezar a potência não-ativa gerada pelos semicondutores.

Em [3], os autores apresentam um conceito denominado “buffer energy”, o qual se refere à energia que é absorvida ou fornecida pela condutância equivalente  $G$  especificada na Seção II, em um período de comutação. Entretanto, este parâmetro também é obtido através de uma aproximação e em alguns casos pode conduzir a conclusões impróprias.

### B. Chaves Semicondutoras

A Fig. 4 (d) demonstra as formas de onda referentes à chave semicondutora  $S$  em um período  $T_S$  e o resultado da decomposição da corrente  $i_S(t)$ . Assim, a potência instantânea desse elemento ideal é nula em qualquer instante de tempo observado, ou seja,

$$p_S(t) = v_S(t)i_S(t) = 0, \quad (28)$$

o que significa que a potência ativa associada com o processo de chaveamento é idealmente nula,

$$P_S = P_{D1} = P_{DS} = P_{DR} = 0. \quad (29)$$

Assim, aplicando a Teoria de Fryze das Potências na corrente instantânea que percorre a chave semicondutora  $S$ , obtém-se a corrente ativa  $i_{aS}(t)$  através de

$$i_{aS}(t) = \frac{P_S}{\|v_S(t)\|^2} v_S(t) = 0. \quad (30)$$

Porém, como um semicondutor não está associado com nenhuma potência física [4], é possível fazer uso dos conceitos expostos na Seção II para obter-se a quantidade de potência não-ativa que é processada pelos elementos deste tipo. Assim, a corrente remanescente  $i_{FS}(t)$  é obtida por meio da decomposição descrita em (4) [5], resultando que

$$i_{FS}(t) = i_S(t) - i_{aS}(t) = i_S(t), \quad (31)$$

a qual acaba gerando uma potência não-ativa no interior do conversor, cujo valor é sempre positivo [4].

Depois de realizar o cálculo da corrente eficaz  $\|i_{FS}(t)\|$ , a Potência Não-Ativa da Chave Semicondutora  $S$  ( $Q_S$ ) em um período de comutação é obtida aplicando-se este valor e a tensão eficaz  $\|v_S(t)\|$  em (8) [5], resultando em (32), onde

$$\alpha = \frac{1}{N^2 K_M} + \frac{(1-D)}{K}, \quad \beta = 1 - \frac{(1-D)}{K}. \quad (33)$$

O mesmo procedimento é aplicado nas tensões e correntes dos diodos semicondutores  $D_1$ ,  $D_S$  e  $D_R$  pertencentes ao conversor *forward*, o que traz como resultado as seguintes potências não-ativas em um período:

$$Q_{D1} = \frac{V_{in} I_{in}}{(1+ND)NK_M} \sqrt{\frac{4}{3} D \left( D(1+N_m) + \frac{1}{N_m} \right)}, \quad (34)$$

$$Q_{DS} = \frac{V_{in} I_{in} ND(1-D)}{1+ND} \sqrt{\left(\frac{1}{N_m(1-D)^2} + \frac{1}{3N_m K^2}\right)}, \quad (35)$$

$$Q_{DR} = \frac{V_{in} I_{in} ND(1-D)}{1+ND} \sqrt{\left(\frac{1}{D(1-D)} + \frac{(1-D)}{3DK^2}\right)}. \quad (36)$$

### C. Potência Não-Ativa de Entrada, Saída e Interna

Como a carga utilizada neste trabalho é um resistor Linear Variante no Tempo (LTV, do inglês *Linear Time-Variant*), então se pode afirmar que

$$i_{aR_{out}}(t) = \frac{P_{out}}{\|V_{out}\|^2} V_{out} = I_{out}, \quad (37)$$

$$i_{FR_{out}}(t) = I_{out} - i_{aR_{out}}(t) = 0,$$

$$Q_S = \|v_S(t)\| \|i_{FS}(t)\| = V_{in} I_{in} \frac{N}{1+ND} \sqrt{\left(\frac{4}{3} D \alpha^2 + 2D\alpha\beta + D\beta^2\right) \left(D \left(1 + \frac{1}{N_m}\right) + 1\right)}. \quad (32)$$

o que traz como resultado que

$$Q_{R_{out}} = 0. \quad (38)$$

Por conseguinte, como a entrada do regulador série possui uma corrente elétrica alternada, a qual é gerada pelo simples fato de haver um elemento comutador controlado no circuito da Fig. 3 e devido à desmagnetização de  $L_M$ , é possível aplicar a Teoria de Fryze das Potências em  $i_{in}(t)$ .

Diante disso, a Fig. 4 (e) demonstra o comportamento da tensão e corrente verificadas na entrada do conversor *forward* S-CPC em um período  $T_S$  e também o resultado da decomposição de  $i_{in}(t)$ .

Nesse caso, bem como nos terminais de saída do estágio CC-CC, haverá de fato uma corrente ativa  $i_{ain}(t)$ , a qual produz  $P_{conv}$  e pode ser obtida por meio de

$$i_{ain}(t) = \frac{P_{conv}}{\|V_{in}\|^2} V_{in} = \frac{NDI_{in}}{1+ND}. \quad (39)$$

Consequentemente, a corrente remanescente  $i_{Fin}(t)$  é obtida através da manipulação de (2) [5], resultando em uma corrente não-ativa instantânea cujo comportamento no domínio do tempo é descrito conforme

$$i_{Fin}(t) = i_{in}(t) - i_{ain}(t) = i_{in}(t) - \frac{NDI_{in}}{1+ND}. \quad (40)$$

Portanto, obtendo-se o valor eficaz da corrente não-ativa  $i_{Fin}(t)$ , e sabendo que a tensão eficaz aplicada nos terminais de entrada do regulador série é a própria tensão  $V_{in}$ , tem-se como resultado a Potência Não-Ativa de Entrada ( $Q_{in}$ ) em um período de chaveamento exposta em (41), onde

$$\theta = (1-D) \left( 1 - \frac{1}{K} \right), \quad \xi = D + \frac{2}{N_m N^2 K_M}. \quad (42)$$

Finalmente, com base no equacionamento elaborado nesta seção, podem-se obter as parcelas da potência não-ativa total processada no interior do conversor *forward* S-CPC, a qual é dividida em termos da potência não-ativa gerada pelos elementos armazenadores de energia e pelos dispositivos semicondutores, resultando que

$$\begin{aligned} \vec{Q}_{AE} &= Q_L \oplus Q_C, \quad Q_{LM} \approx 0, \\ \vec{Q}_{Sem} &= (Q_S + Q_{DS}) \oplus Q_{DR}, \quad Q_{DI} \approx 0. \end{aligned} \quad (43)$$

Nessa composição, percebe-se que foi desconsiderada a potência não-ativa de entrada [3], além de ter sido definido que as potências não-ativas do diodo  $D_I$  e da indutância  $L_M$  são praticamente desprezíveis frente às parcelas dos demais elementos de circuito, vide a análise exposta posteriormente na Tabela III. Estas simplificações permitem que as expressões contidas em (43) possam ser comprovadas algebricamente com o uso de (5) e de maneira gráfica baseando-se nas definições expostas em [4] e [7].

Como a chave semicondutora  $S$  e o diodo  $D_S$  conduzem e bloqueiam simultaneamente, as correntes não-ativas  $i_{FS}(t)$  e  $i_{FDS}(t)$  estão em fase, o que significa que a soma das

potências  $Q_S$  e  $Q_{DS}$  é uma soma escalar. Porém, como estes dispositivos funcionam de maneira complementar à operação do diodo  $D_R$ , as correntes não-ativas  $i_{FS}(t)$  e  $i_{FDS}(t)$  estão em quadratura com  $i_{FDR}(t)$ , então a adição da potência não-ativa  $Q_{DR}$  à soma escalar de  $Q_S$  com  $Q_{DS}$  é uma soma ortogonal, como exposto em (45). Isto é possível desde que  $Q_{DI} \approx 0$ . De forma semelhante, a aplicação das correntes não-ativas  $i_{FL}(t)$  e  $i_{FC}(t)$  dos elementos de filtragem em (5) resulta em zero, o que significa que estas correntes são mutuamente ortogonais e que a soma das potências  $Q_L$  e  $Q_C$  deve ser uma soma ortogonal, considerando  $Q_{LM} \approx 0$ .

Por fim, é importante destacar que o equacionamento apresentado permite visualizar que a potência não-ativa proveniente da fonte de alimentação é aplicada por completo nos terminais de entrada do conversor CC-CC. Isto significa que a potência não-ativa não-processada é nula, considerando a carga resistiva empregada neste estudo.

#### D. Análise das Potências Ativas

Somando todas as potências ativas internas especificadas nas alíneas anteriores, obtém-se que

$$\sum P_{int} = P_{LM} + P_L + P_C + P_S + P_{DI} + P_{DS} + P_{DR} = 0. \quad (44)$$

Logo, do princípio da conservação de energia:

$$P_{conv} = P_C, \quad P_{in} = P_{out}. \quad (45)$$

Isso colabora com a validação da dedução apresentada neste trabalho e corrobora com as definições da Teoria de Fryze das Potências expostas na Seção II.

Baseado nisso e na avaliação da Fig. 3, observa-se que a potência ativa proveniente da fonte de alimentação é composta pela soma de duas parcelas complementares, que são a Potência Processada ( $P_{Proc}$ ) e a Potência Não-Processada ( $P_{Nproc}$ ) [2]. A primeira parcela corresponde à potência ativa que de fato é manipulada pelo conversor *forward* para garantir a manutenção do valor da tensão de saída  $v_{out}(t)$ , a qual deve ser constante. Intuitivamente, nota-se que esta parcela corresponde à própria potência ativa de entrada do conversor ( $P_{conv}$ ), podendo ser expressa em termos do ganho estático definido em (13), resultando em

$$P_{Proc} = P_{conv} = V_{in} I_{in} \left( 1 - \frac{1}{M} \right). \quad (46)$$

Isso significa que, quando o ganho estático for unitário, i.e.,  $V_{in} = V_{out}$ , a potência processada será nula, já que a Razão Cíclica ( $D$ ) será nula e o conversor não irá operar [2].

A potência não-processada, por sua vez, representa a parcela da potência ativa de entrada que flui diretamente da fonte para a carga, i.e., sem ser processada pelo regulador de tensão [2]. Através disto, pode-se afirmar que

$$P_{Nproc} = P_{in} - P_{Proc} = V_{in} I_{in} / M. \quad (47)$$

Isso representa que, quando  $M = 1$ , a potência não-processada será a própria potência de entrada [10]. Porém, o termo PPP é um tanto superficial, pois não leva em consideração o PNPP, o qual será investigado a seguir.

$$Q_{in} = \frac{V_{in} I_{in}}{1+ND} \sqrt{\left( \frac{4}{3} DN^2 \alpha^2 + 2N^2 D \alpha \theta + DN^2 \theta^2 + \frac{4}{3} \frac{D}{N_m N^2 K_M^2} - \frac{2D\xi}{K_M} + DN_m N^2 \xi^2 + D^2 N^2 (1-D-N_m D) \right)}. \quad (41)$$

## V. SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O projeto do sistema PV leva em consideração que a tensão de MPPT apresenta uma variação ocasional de aproximadamente 20% [2], a qual é compensada mediante o uso do conversor *forward* operando como regulador série. Neste projeto, a tensão de saída aplicada sobre a carga é de 240 V. Com isto, especificou-se uma faixa de regulação de tensão de 30% da tensão de saída, i.e., o conversor tem capacidade de regular uma tensão de até 72 V. Isto possibilita o uso de um conversor com baixa potência nominal, o qual processa somente uma pequena quantidade de energia, cuja grandeza é obtida através de (49).

O sistema de geração referente à fonte de alimentação do estágio CC-CC será composto por uma *string* de 9 módulos fotovoltaicos do modelo KD210GX-LP, o qual é fabricado pela Kyocera®. A Tabela I apresenta os parâmetros individuais de cada um dos equipamentos utilizados. É importante salientar que estes dados correspondem às características das Condições Padrões de Teste (STC, do inglês *Standard Test Conditions*), que são uma temperatura de célula de 25 °C, uma irradiação de 1000 W/m<sup>2</sup> e uma massa de ar de 1,5 [1].

Da *string* de módulos fotovoltaicos utilizados é possível extrair, na melhor das hipóteses de irradiação com  $T = 25\text{ °C}$ , aproximadamente 1,89 kW com uma tensão de máxima potência de 239,4 V e uma corrente de 7,9 A. Isto representa que o regulador série irá operar mesmo com o sistema de geração fornecendo sua potência máxima instalada, pois é necessário que o mesmo produza uma tensão média de saída ( $V_C$ ) de 0,6 V para garantir que a tensão média aplicada sobre a carga resistiva variável seja 240 V.

A Tabela II apresenta as especificações e características gerais do conversor simulado e implementado na prática.

Como a tensão mínima que o arranjo de módulos deve fornecer é 168 V, o conversor *forward* irá operar normalmente desde que o ganho estático do sistema ( $M$ ) esteja contido entre 1,0025 e 1,4286 e sua razão cíclica respeite o critério de 0,7455, valor que é imposto por (11).

Nesse contexto, o processamento parcial de potência ativa e não-ativa na topologia em estudo é avaliado com base nas formas de onda apresentadas a seguir.

Primeiramente, a Fig. 5 (a) apresenta o comportamento da potência ativa e não-ativa fornecida pela *string* de módulos fotovoltaicos e também a potência não-ativa gerada

TABELA I. PARÂMETROS DO MÓDULO KD210GX-LP.

| Parâmetro                   | Símbolo    | Valor           |
|-----------------------------|------------|-----------------|
| Corrente de Máxima Potência | $I_{MPPT}$ | 7,9 A           |
| Tensão de Máxima Potência   | $V_{MPPT}$ | 26,6 V          |
| Máxima Potência             | $P_{MPPT}$ | 210,14 W        |
| Tensão de Circuito Aberto   | $V_{oc}$   | 33,2 V          |
| Corrente de Curto-circuito  | $I_{sc}$   | 8,58 A          |
| Resistência <i>Shunt</i>    | $R_{sh}$   | 102,08 $\Omega$ |
| Resistência Série           | $R_s$      | 0,44 $\Omega$   |

TABELA II. PARÂMETROS DO PROJETO TEÓRICO E PRÁTICO.

| Parâmetro        | Valor            | Parâmetro                   | Valor  |
|------------------|------------------|-----------------------------|--------|
| Capacitor $C$    | 10 $\mu\text{F}$ | Relação $N$                 | 0,5670 |
| Frequência $f_s$ | 20 kHz           | Relação $N_m$               | 0,3414 |
| Indutância $L_M$ | 83,8 mH          | *Ondulação $\Delta I_L(\%)$ | 40%    |
| Indutor $L$      | 1,66 mH          | *Ondulação $\Delta V_C(\%)$ | 1%     |

\*Valores máximos

pelos elementos armazenadores de energia e dispositivos semicondutores no interior do conversor *forward*, sendo  $T = 25\text{ °C}$ . Além disto, nesta figura estão destacadas as potências ativas de entrada ( $P_{in}$ ) resultantes dos ensaios práticos, em vermelho, e da simulação computacional elaborada no software PSIM®, em azul.

Dentro da faixa de variação do ganho estático correspondente às condições impostas ao sistema, a potência ativa de entrada ( $P_{in}$ ) sempre será maior do que a parcela não-ativa gerada pelos dispositivos semicondutores ( $Q_{Sem}$ ). Esta, por sua vez, sempre será maior do que a potência não-ativa de entrada ( $Q_{in}$ ) e que a potência não-ativa causada pelos elementos armazenadores de energia ( $Q_{AE}$ ). Neste estudo de caso, estas duas últimas parcelas são, coincidentemente, muito semelhantes.

Por conseguinte, a Fig. 5 (b) apresenta o comportamento das parcelas de potência ativa processada e não-processada pelo estágio CC-CC conectado ao sistema de geração de energia, considerando três temperaturas de operação para as células fotovoltaicas. Percebe-se que, dentro da faixa de alcance do ganho estático, a potência ativa não-processada sempre será maior do que a parcela que é processada pelo regulador de tensão, independentemente da temperatura de operação. Lembrando que a soma destas duas componentes resulta em  $P_{in}$ . Como figura de mérito, isto acaba atribuindo ao conversor *forward* S-CPC a capacidade de realizar o PAPP. Além disto, o aumento da temperatura faz com que a

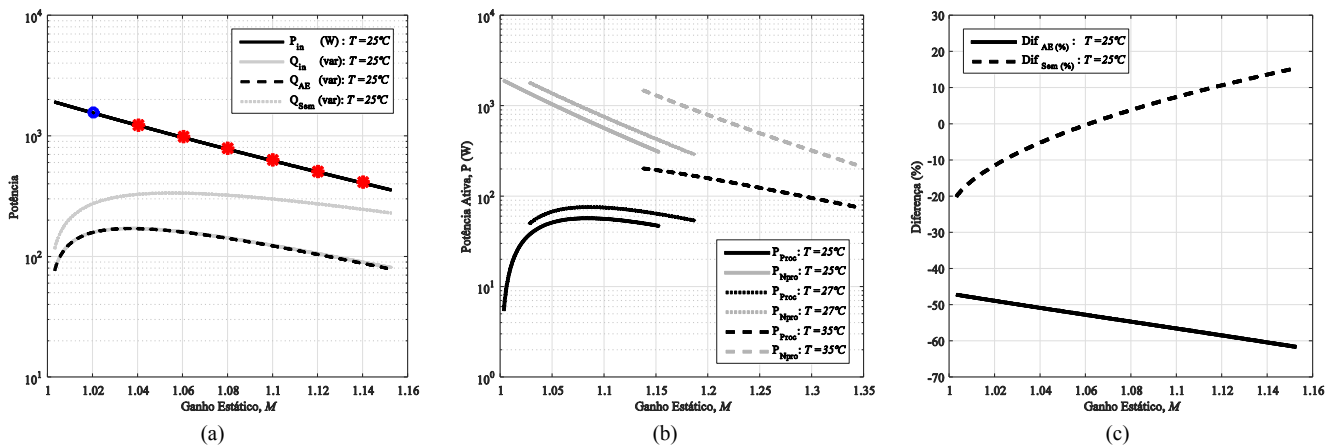


Fig. 5. Potências ativa e não-ativa processadas. (a) Na entrada e no interior do conversor *forward* S-CPC. (b) Potência processada e não-processada. (c) Diferença percentual da potência não-ativa gerada no conversor *forward* S-CPC em relação à célula básica para  $T = 25\text{ °C}$ .

TABELA III. VALIDAÇÃO DOS MODELOS PERANTE UMA SIMULAÇÃO.

| Parâmetro | Modelo (var) | Simulação (var) | Erro (%) |
|-----------|--------------|-----------------|----------|
| $Q_L$     | 160,7988     | 162,4652        | 1,0257   |
| $Q_{LM}$  | 0,0545       | 0,0551          | 1,0889   |
| $Q_C$     | 0,1854       | 0,1862          | 0,4296   |
| $Q_S$     | 174,8053     | 176,7682        | 1,1104   |
| $Q_{DI}$  | 0,2181       | 0,2165          | 0,7336   |
| $Q_{DS}$  | 52,6219      | 53,3419         | 1,3498   |
| $Q_{DR}$  | 160,7988     | 162,3968        | 0,9840   |
| $Q_{in}$  | 160,9109     | 162,3747        | 0,9015   |

tensão de MPPT diminua [1], modificando a faixa de excursão do ganho estático, pois é demandada uma tensão maior dos terminais de saída do conversor *forward* para garantir que a tensão aplicada sobre a carga resistiva seja 240 V. Como consequência disto, haverá uma maior circulação de energia sem que esta seja transferida da fonte para a carga, o que aumentará a potência não-ativa processada.

Para assegurar o PNPP e, consequentemente, o PPP, o conversor deve processar uma menor quantidade de potência não-ativa em seus elementos do que uma topologia não-isolada convencional operando sob as mesmas condições de entrada e saída. Neste caso, utiliza-se como referência o conversor não-isolado elevador mais simples que pode ser implementado, o qual deriva da célula de comutação básica de três terminais e dois estados.

Com base nisso, realizou-se a avaliação da potência não-ativa gerada no interior do conversor *forward* conectado como regulador série em comparação com a célula de comutação básica. Foram consideradas as mesmas especificações de projeto e a temperatura do STC para a operação das células fotovoltaicas. Assim, a Fig. 5 (c) apresenta a diferença percentual de  $Q_{AE}$  e  $Q_{Sem}$  entre o valor da célula de referência e do conversor *forward* S-CPC. Uma diferença positiva denota que a potência não-ativa interna do conversor analisado é maior do que no conversor de referência e uma diferença negativa, por outro lado, confirma a característica de PPP.

Verifica-se que a dissimelhança é muito notável quando se avalia a parcela não-ativa gerada pelos elementos armazenadores de energia, tendo em vista que a célula básica está alocada em cascata com a fonte e, por isto, fica sujeita a níveis elevados de tensão e corrente. A diferença menos expressiva é da ordem de -47,04%, quando o ganho estático é mínimo, o qual está limitado em aproximadamente 1,0025. O valor absoluto desta diferença tende a aumentar com o aumento do ganho estático. Contudo, a redução da potência não-ativa causada pelo chaveamento dos dispositivos semicondutores só ocorre quando o ganho estático se encontra perto de um, mais especificamente abaixo de 1,0603. A redução mais significativa é da ordem de 19,89%, quando o valor de  $M$  é mínimo.

Como fora verificado que a potência não-ativa gerada pelo armazenamento de energia em  $L$  e  $C$  é a quantidade não dominante responsável pela grande diferença demonstrada na Fig. 5 (c), em termos globais o comportamento desvantajoso da potência não-ativa  $Q_{Sem}$  em certas faixas de operação acaba sendo compensado por  $Q_{AE}$ . Em outras palavras, dentro da faixa de variação do ganho estático escolhida para análise, o conversor utilizado na configuração série realiza o PNPP, ou seja, pode-se afirmar que o emprego da topologia *forward* S-CPC em sistemas PV permite o PPP.

Então, para validar de antemão as expressões analíticas deduzidas na Seção IV, realizou-se inicialmente a simulação computacional no software PSIM® de um ponto de operação do sistema de geração para comparar com os valores resultantes da simulação numérica, que por sua vez foi elaborada no software MATLAB®. Para isto, especificou-se uma operação com  $V_{in} = 235,2941$  V e  $I_{in} = 6,6640$  A, resultando na potência ativa de entrada destacada em azul na Fig. 5 (a) e nas grandezas expostas na Tabela III.

Como podem ser observados, os erros percentuais não são maiores do que 1,3498%, e podem ser considerados pequenos. Além disto, o erro pode diminuir ainda mais mediante a redução do *ripple* de tensão e corrente dos elementos armazenadores de energia.

Por conseguinte, para comprovar o procedimento matemático desenvolvido e validado pela simulação no software PSIM®, um protótipo do conversor *forward* S-CPC foi implementado e submetido a ensaios. As especificações e parâmetros utilizados são os mesmos das simulações numéricas e computacionais, os quais foram apresentados na Tabela II, e os semicondutores escolhidos foram o IGBT 11N120CND e diodos do modelo 15ETH06.

Os valores experimentais de potência não-ativa processada pelo estágio CC-CC são obtidos com base nas formas de onda de tensão e corrente na entrada e saída do conversor e nos elementos de circuito. Diante disto, a Fig. 6 demonstra as formas de onda aferidas no indutor de filtro  $L$  e na chave semicondutora  $S$  do conversor *forward* S-CPC, considerando um ponto real de operação em que  $V_{in} = 226,4151$  V e  $I_{in} = 4,3257$  A. É possível observar as oscilações provocadas pela ressonância de elementos parasitas presentes no circuito durante as comutações e também o impacto da ressonância natural do conversor na forma de onda de tensão aplicada sobre o IGBT. Isto gera uma circulação adicional de potência não-ativa, a qual não foi considerada nos modelos propostos, o que justifica os erros entre os valores teóricos e experimentais.

O resultado da potência não-ativa processada por alguns elementos de circuito do conversor *forward* S-CPC para os pontos de operação destacados em vermelho na Fig. 5 (a) é apresentado na Fig. 7, onde as linhas correspondem aos valores teóricos e os marcadores correspondem aos dados obtidos experimentalmente. Verifica-se que as medições condizem com os valores da simulação numérica, validando o procedimento matemático desenvolvido. As medições realizadas nos terminais de entrada e saída do conversor e nos demais elementos de circuito não são apresentadas neste trabalho porque não foram conclusivas o bastante para isto.

Finalmente, a Fig. 8 fornece os valores de tensão, corrente, potência ativa e rendimento global do estágio CC-CC, considerando um ponto de operação em que  $V_{in} = 222,2222$  V e  $I_{in} = 3,5280$  A. Esta medição foi feita com o equipamento Yokogawa WT1800. Contudo, é importante destacar que o maior rendimento global verificado foi 98,47%, com  $P_{in} = 993,2$  W, enquanto que no ponto de maior ganho estático ensaiado ( $M = 1,14$ ), o rendimento global foi 97,71%, com  $P_{in} = 419,7$  W.

Isso significa que todo o embasamento matemático desenvolvido neste trabalho está correto e corrobora com a validade da aplicação da Teoria de Fryze das Potências em conversores CC-CC. Assim, por meio da análise proposta torna-se possível identificar as condições de operação que



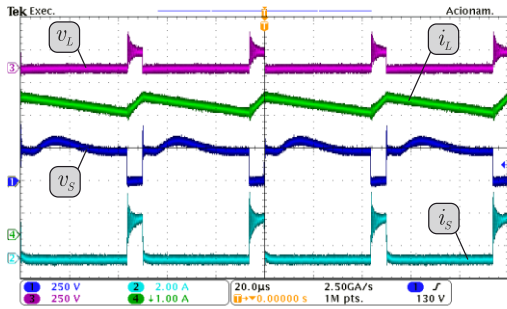


Fig. 6. Formas de onda de tensão e corrente aferidas no indutor de filtro  $L$  e na chave semicondutora  $S$  do conversor *forward* S-CPC.

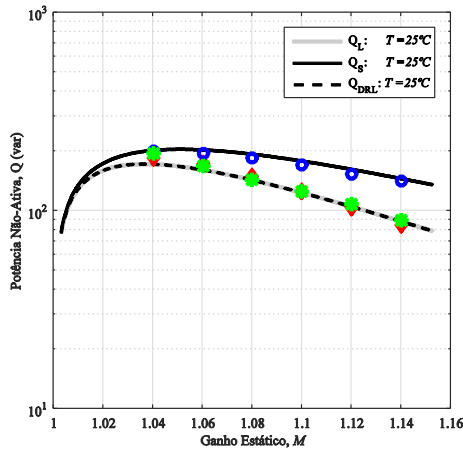


Fig. 7. Comparação teórica e experimental da potência não-ativa gerada por alguns elementos de circuito do conversor *forward* S-CPC.

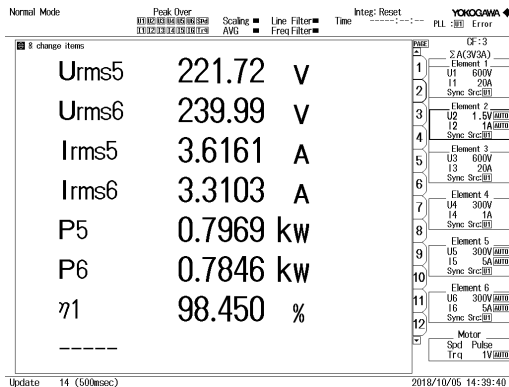


Fig. 8. Valores de tensão, corrente, potência ativa e rendimento global do conversor *forward* S-CPC para um ponto de operação.

proporcionam uma redução da potência não-ativa gerada no interior do conversor *forward* S-CPC, atribuindo ao mesmo a capacidade de realizar o PNPP, cujo conceito foi apresentado na Seção I, bem como reduzir a potência não-ativa de entrada. Neste trabalho, portanto, é melhor operar com razões cíclicas elevadas e com relações de transformação  $N$  e  $N_m$  reduzidas, respeitando todas as restrições impostas.

Apesar da Teoria de Fryze das Potências descrever as propriedades da potência diretamente no domínio do tempo, infelizmente há limitações tanto no que diz respeito às características interpretativas como às implementações práticas. Por exemplo, a ideia da corrente ativa  $i_a(t)$  é de grande valia, no entanto sua interpretação como uma componente útil é equivocada, pois a potência ativa não corresponde à potência útil e as parcelas ativas associadas às harmônicas geralmente não são úteis, mas sim prejudiciais ao sistema. Outro ponto importante é que ocorre um número

distinto de fenômenos de potência em cada par de terminais que contribuem para o aumento do valor da corrente não-ativa, contudo a Teoria de Fryze não relaciona esta corrente com propriedades e parâmetros específicos [6].

## VI. CONCLUSÕES

O presente trabalho apresenta e utiliza a Teoria de Fryze das Potências para avaliar o processamento parcial de potência em conversores CC-CC chaveados conectados como reguladores série de tensão (S-CPC), embora a metodologia proposta sirva para qualquer circuito cujo par de terminais de pontos estratégicos de medição estejam disponíveis. Como estudo de caso, emprega-se o conversor *forward* nesta configuração em um sistema PV de 1,89 kW.

Embora a topologia utilizada seja originalmente isolada, sua isolamento é perdida, mas a avaliação da potência não-ativa processada em comparação com a célula de comutação básica de referência revela que o conversor S-CPC proposto realiza o PNPP definido neste estudo, ou seja, realiza o PPP. Para isto, é importante operar com razões cíclicas ( $D$ ) elevadas e relações de transformação  $N$  e  $N_m$  reduzidas.

Finalmente, a comparação dos valores obtidos nas simulações e posteriormente em um protótipo revela que as expressões analíticas são coerentes e corroboram com a validade da aplicação da Teoria de Fryze.

## AGRADECIMENTOS

Os autores deste trabalho agradecem aos órgãos de fomento CAPES, CNPq e FAPERGS pelo suporte financeiro (CNPq processo 465640/2014-1, CAPES processo no. 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1).

## REFERÊNCIAS

- [1] D. Sera, R. Teodorescu and P. Rodriguez, "PV Panel Model Based on Datasheet Values," in *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Vigo, Spain, 2007, pp. 2392–2396.
- [2] J. R. R. Zientarski, M. L. d. S. Martins, J. R. Pinheiro, and H. L. Hey, "Processamento Parcial de Energia em Conversores CC-CC Conectados na Configuração de Reguladores Série," in *Revista Eletrônica de Potência*, Campo Grande, v. 22, no. 2, pp. 196–205, Abr./Jun. 2017.
- [3] Z. H. Shi, K. W. E. Cheng and S. L. Ho, "Formulation of Buffer Energy and Experimental Results of Energy Factor of DC-DC Converters," in *Int. J. Circ. Theor. Appl.*, 41: pp. 779–791, Oct. 2011.
- [4] V. Staudt, "Fryze-Buchholz-Depenbrock: A Time-Domain Power Theory," in *2008 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation*, Lagow, 2008, pp. 1–12.
- [5] S. Fryze, "Active, Reactive and Apparent Power in Electrical Circuits with Non-Sinusoidal Currents, Current and Voltage (*Wirk-, Blind- und Scheinleistung in Elektrischen Stromkreisen mit nichtsinusförmigem Verlauf von Strom und Spannung*)," *Elektrotech. Z.*, vol. 53, no. 25, pp. 596–599, June 1932.
- [6] L. S. Czarnecki, "Currents' Physical Components (CPC) Concept: A Fundamental of Power Theory," in *2008 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation*, Lagow, 2008, pp. 1–11.
- [7] C. H. Page, "Reactive Power in Nonsinusoidal Situations," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 29, no. 4, pp. 420–423, Dec. 1980.
- [8] R. W. Erickson and D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*, 2nd ed., Colorado: Kluwer Academics Publishers, 2001.
- [9] *IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions*, IEEE Std 1459-2010 (Revision of IEEE Std 1459-2000), 2010.
- [10] R. F. Beach and A. S. Brush, 1993, "Series Connected Converter for Control of Multi-Bus Spacecraft Power Utility," NASA Disclosure of Invention #LEW15918-1C, NASA Lewis Research Center, Cleveland, OH.